

Requested Patent: JP5344172A
Title: FREQUENCY OFFSET COMPENSATING SYSTEM ;
Abstracted Patent: JP5344172 ;
Publication Date: 1993-12-24 ;
Inventor(s): ISHIKAWA HIROYASU; others: 01 ;
Applicant(s): KOKUSAI DENSHIN DENWA CO LTD ;
Application Number: JP19920168217 19920604 ;
Priority Number(s): ;
IPC Classification: H04L27/22 ;
Equivalents: JP3089835B2 ;

ABSTRACT:

PURPOSE: To prevent the degradation of an error rate from being generated by the phase rotation of a transmitter/receiver by compensating the frequency offset of a multi-phase modulation system while multiplying it to a received signal in the form of a conjugate complex number with the estimated value of a phase rotation amount.

CONSTITUTION: A signal 72 detected at an optimum sampling point is inputted to a phase compensation circuit 8 and after performing the adding operation of an N-multiplied number over N symbols (N is an arbitrary integer), the estimated value of the phase rotation amount due to frequency offset is calculated. In this case, the N symbols are used for estimating the phase rotation caused by frequency offset, a multiplied signal 71 containing information is turned to a signal 91 hourly delayed just for the N symbols by a delay 9. Then, the signal 91 is multiplied to an output signal 81 of the compensation circuit 8 and turned to a multiplied signal 101 removing the phase rotation caused by frequency offset. Thus, the frequency offset as the maximum factor of the error rate caused by phase rotation can be easily compensated and the oscillation frequency of the transmitter/receiver can be stabilized.

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平5-344172

(43)公開日 平成5年(1993)12月24日

(51) Int.Cl.⁵
H 0 4 L 27/22

識別記号 庁内整理番号
Z 9297-5K

F J

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数 3 (全 6 頁)

(21)出願番号 特願平4-168217
(22)出願日 平成4年(1992)6月4日

(71)出願人 000001214
国際電信電話株式会社
東京都新宿区西新宿2丁目3番2号

(72)発明者 石川 博康
東京都新宿区西新宿2丁目3番2号国際電
信電話株式会社内

(72)発明者 小林 英雄
東京都新宿区西新宿2丁目3番2号国際電
信電話株式会社内

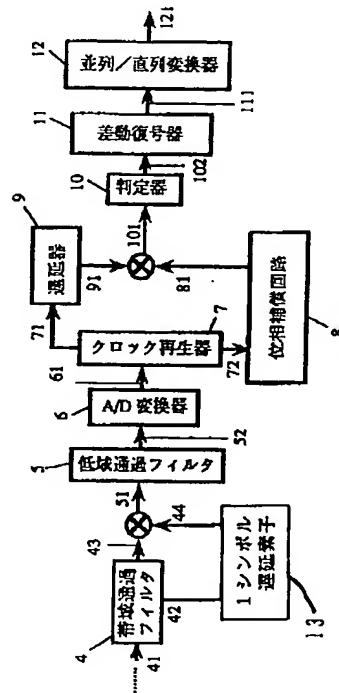
(74)代理人 弁理士 山本 恵一

(54) 【発明の名称】 周波数オフセット捕獲方式

(57) 【要約】

【目的】 位相変調方式における周波数オフセットの補償、及び補償できる最大周波数オフセット量の制限を除去することを目的とする。

【構成】 送信信号の2シンボル間の位相差に情報を乗せて伝送する多相位相変調(MPSK)信号を復調する遅延検波方式において、遅延検波信号を変調信号の情報位相数Mだけ遅倍したものをNシンボル(Nは任意の整数)に渡り足し合わせ、そのM遅倍信号の和の位相成分を抽出し、M分周することにより、受信信号に含まれている真の搬送波周波数とのずれである周波数オフセットによる位相回転量を推定し、求められた位相回転量の推定値を共役複素数の形式で受信信号に乗積することにより、送受信機の発振器の周波数不安定性に起因する周波数オフセットによる位相回転を受信信号から取り除く。



1

【特許請求の範囲】

【請求項1】送信信号の2シンボル間の位相差に情報を乗せて伝送する多相位相変調(MPSK)信号を復調する遅延検波方式において、

遅延検波信号を変調信号の情報位相数Mだけ遅倍したものをNシンボル(Nは任意の整数)に渡り足し合わせ、そのM遅倍信号の和の位相成分を抽出し、M分周することにより、受信信号に含まれている真の搬送波周波数とのずれである周波数オフセットによる位相回転量を推定し、求められた位相回転量の推定値を共役複素数の形式で受信信号に乗積することにより、送受信機の発振器の周波数不安定性に起因する周波数オフセットによる位相回転を受信信号から取り除く周波数オフセット補償方式。

【請求項2】請求項1記載の周波数オフセット補償方式において、前記推定した位相回転量が持つ不確定性を除去するために、差動符号化を送信情報位相データ系列に対し2度施す二重差動符号化方式。

【請求項3】請求項2記載の二重差動符号化方式において、変調方式に $\pi/4$ シフトQPSK方式を用いる場合、通常のQPSK方式において伝送する情報位相データ系列に1次差動符号化を施して $\pi/4$ を加えた後、 $\pi/4$ シフトQPSK変調波用の2次差動符号化を施す $\pi/4$ シフトQPSK二重差動符号化方式。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明はデジタル自動車電話、デジタル携帯電話、デジタルコードレス電話等のあらゆるデジタル移動無線通信方式における周波数オフセット補償方式に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、自動車電話、コードレス電話といった陸上移動体通信システムのデジタル化が提唱されるにあたり、種々のデジタル無線技術に関する研究、開発、実用化が行なわれている。特に、次世代のデジタル自動車電話、コードレス電話、携帯電話では、周波数利用効率の良い位相変調方式の中で、 $\pi/4$ シフトQPSK方式が採用されることが決定されている。

【0003】ところで、陸上移動無線通信システムの場合、その伝送路は信号の振幅と位相が時間とともに激しく変動するレイリーフェージング通信路となり、この通信路において受信信号の搬送波と位相の再生を必要とする同期検波方式を動作させることは極めて困難になる。そのため、キャリアの再生を必要としない2シンボル間の位相差を検出する遅延検波(差動検波)方式が、レイリーフェージング通信路では有効となるが、遅延検波方式の場合、フェージングや周波数オフセットによる位相回転が誤り率を劣化させる最大の要因となる。この周波数オフセットは、主に基地局および移動局の送受信器に組み込まれている周波数発振器の不安定性に起因するも

50

のであり、これまで種々の周波数オフセット補償技術の研究、開発が行なわれてきたが、いずれも装置が複雑であるとともに、周波数オフセットによる位相回転を推定する場合に生じる位相の不確定性により、補償できる最大周波数オフセット量に制限を持つものであった。

【0004】また、周波数オフセットを小さく押さえるためには、基地局、移動局の持つ周波数発振器を高精度にする必要があり、このため装置コストの増加につながるという欠点も持っていた。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】位相変調方式における周波数オフセットの補償、及び補償できる最大周波数オフセット量の制限を除去することを目的とする。

【0006】

【課題を解決するための手段】本発明の特徴は、デジタル移動体通信システムに使用される多相位相変調(MPSK)信号を復調する遅延検波方式において、問題となる周波数オフセットによる位相回転を、遅延検波信号を変調信号の情報位相数Mだけ遅倍したものをNシンボル(Nは任意の整数)に渡り足し合わせ、そのM遅倍信号の和の位相成分を抽出し、M分周することにより推定できる点にある。

【0007】しかしながら、ここで提案する手法は、周波数オフセットによる位相回転が $-\pi/M \sim \pi/M$ の範囲にある場合だけ有効であり、これ以上の位相回転を与える周波数オフセットに対しては推定位相の持つ位相の不確定性が問題となる。すなわち、位相回転の推定値は $-\pi \sim \pi$ の範囲の値で導出されるため、M遅倍する以前の受信信号に含まれている π/M 以上の位相回転量は、M遅倍することにより検出することができない。そこで本発明では、送信側が伝送する情報位相データ系列に二重差動符号化を施すことにより、上記問題点を解決し、これにより周波数オフセット量によらず受信信号を精度良く復調できる点も特徴としている。

【0008】

【本発明の構成と作用】(1)周波数オフセット補償方式

まず、受信信号の遅延検波出力 $r(t)$ のサンプリングポイント $t=iTs$ (サンプリングポイントはクロック再生部において推定)におけるサンプリング値を $r(i)$ 、 $r(i)$ をM遅倍したものを $s(i)$ とすると、 $t=iTs$ におけるサンプリング値 $s(i)$ は

$$s(i)=(r(i))M \quad (1)$$

で与えられる。このように、M遅倍することにより、MPSK変調波の情報位相成分を取り除き、周波数オフセットによる位相回転量のM倍値のみを抽出することが可能となる。

【0009】次に、 $s(i)$ の周波数応答を $S(f)$ とすると、 $S(f)$ は $s(i)$ の離散フーリエ変換として、次式のように与えられる。

【数1】

$$S(kf) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N s(i) \exp(j2\pi ik/N) \quad (2)$$

ただし、Nは離散フーリエ変換(DFT)を行なうシンボル数を表し、kは高調波の次数を表す。

【0010】ここで、周波数オフセットによる位相回転はNシンボルに渡って一定と見做されるため、周波数軸*

$$S(0) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N s(i) \quad (3)$$

で与えられるので、周波数オフセットによる位相回転量の推定値 $\Delta\omega - Ts$ は、

$$\Delta\omega - Ts = \frac{1}{M} \operatorname{Tan}^{-1} \frac{\operatorname{Im}(S(0))}{\operatorname{Re}(S(0))} \quad (4)$$

として求めることができる。

【0011】最後に、この推定値を用いて次の演算を行★

$$\begin{aligned} z(i) &= r(i) \exp(-j \Delta\omega - Ts) \\ &= R(i) \exp(\Delta\omega Ts + \theta(i)) \cdot \exp(-j \Delta\omega - Ts) \\ &= R(i) \exp(j \theta(i)) \cdot \exp(-j(\Delta\omega - \Delta\omega)Ts) \end{aligned} \quad (5)$$

ただし、R(i)は遅延検波出力r(i)の振幅成分、 $\theta(i)$ はサンプリングポイント*t*=*iTs*における位相差情報、 $\Delta\omega/2\pi$ は真の周波数オフセット量を各々表す。

【0012】(5)式から明らかのように、推定されたオフセット量 $\Delta\omega -$ が、真の周波数オフセット量 $\Delta\omega$ とほぼ等しい場合には次式の関係が成立する。

$$z(i) \approx R(i) \exp(j \theta(i)) \quad (6)$$

従って(6)式より、位相差情報 $\theta(i)$ を正確に検出することが可能となる。

【0013】(2) 位相不確定性除去方式

前記の方式により、位相回転量の推定値を求めた場合、M倍することによる推定値の不確定性が問題となる。すなわち、受信信号の持つ周波数オフセット量 $\Delta\omega$ が π/Mts より大きい場合、上記方式で推定された位相回転量には位相不確定性が存在することになる。このことを以下の式を用いて表す。まず、

$$\Delta\omega Ts = \alpha + \pi/M \quad (7)$$

で位相回転量を表すと、M倍することにより

$$M \Delta\omega Ts = M \alpha + \pi \quad (8)$$

となる。

【0014】ここで、位相回転量の推定値 $\Delta\omega - Ts$ は(4)式より、 $-\pi < \Delta\omega - Ts < \pi$ の範囲での値として求まるので(7)式より、 $\Delta\omega - Ts = \alpha - \pi/M$ と推定されてしまう。この結果(5)式により周波数オフセットによる位相回転を修正した遅延検波出力には、 $(\Delta\omega - \Delta\omega)Ts = 2\pi/M$ の位相誤差が発生し、誤り率がほぼ1/2となってしまう。そこで、この対策として、情報位相データ系列に二重差動符号化を施す手法を新たに導入し、

*上では $f=0$ Hzの直流成分として出現する。従って、 $S(0)$ の直流成分 $S(0)$ は、

【数2】

★なうことにより、受信信号に含まれる周波数オフセットによる位相回転量を取り除くことができる。

本方式により、周波数オフセットによる位相回転量の推定値に含まれる位相の不確定性が取り除くことができる理由を理論的に以下に示す。

【0015】まず、入力情報位相データ系列を $\theta = \{\theta_0, \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_M\}$ とすると、1次差動符号化後の情報位相 ϕ_i 、2次差動符号化後の情報位相 ψ_i は各々次式のように表される。

$$\phi_i = \phi_{i-1} + \theta_i \quad (9)$$

$$\psi_i = \psi_{i-1} + \phi_i \quad (10)$$

ここで、送信信号を

$$S_i(t) = A \cos(\omega_c t + \psi_i) \quad (11)$$

とすると、高調波成分を除去したベースバンド遅延検波出力は

$$\begin{aligned} B_i(t) &= S_i(t) \times S_{i-1}(t-Ts) \\ &= A \cos(\omega_c t + \psi_i) A \cos(\omega_c(t-Ts) + \psi_{i-1}) \\ &= A^2/2 \cdot \cos(\omega_c Ts + \psi_i - \psi_{i-1}) \end{aligned} \quad (12)$$

となる。ただし、式を明確化するために雑音成分は無視している。通常、遅延検波方式では、 $\omega_c Ts = 2n\pi$ となるように、 ω_c 、 Ts をあらかじめ設定するが、周波数発振器の不安定性により、 $\Delta\omega$ の周波数オフセットが生じたとすると、(12)式は(13)式のようになる。

$$B_i(t) = A^2/2 \cdot \cos(\Delta\omega Ts + \psi_i - \psi_{i-1}) \quad (13)$$

さらに(9)式より、

$$B_i(t) = A^2/2 \cdot \cos(\Delta\omega Ts + \phi_i) \quad (14)$$

となり、 $\Delta\omega Ts$ の推定を $B_i(t)$ の遅倍方式を用いて行なうと、結局 $M\phi_i$ は $2n\pi$ となり、 $M\Delta\omega Ts$ に対する推定値が求まる。ここで、

$$\Delta\omega - Ts = \alpha + \pi/M \quad (15)$$

とすると通倍出力を用いたM通倍推定位相は $M\alpha + \pi$ となり、モジュロ 2π の関係より推定値は、

$$\begin{aligned} M\Delta\omega Ts &= 2\pi - (M\alpha + \pi) \\ &= -(\pi - M\alpha) \end{aligned} \quad (16)$$

となる。結局、(16)式をM分周することにより、周波数オフセットによる位相回転量の推定値Dは、

$$D = -(\pi - M\alpha)/M \quad (17)$$

として求まる。最後に、Dを用いて(14)式を補償する。

$$\begin{aligned} Bi'(t) &= A2/2 \cdot \cos(\Delta\omega Ts + \phi_i - D) \\ &= A2/2 \cdot \cos(\alpha + \pi/M + \phi_i + \pi/M - \alpha) \\ &= A2/2 \cdot \cos(2\pi/M + \phi_i) \end{aligned} \quad (18)$$

となり、遅延検波後出力位相は、

$$\phi'i = \phi_i + 2\pi/M \quad (19)$$

となる。ここで、(9)式の1次差動符号化の逆操作を行なうことにより、情報位相データ系列の判定出力は、

$$\begin{aligned} \theta_i &= \phi'i - \phi'i-1 \\ &= (\phi_i + 2\pi/M) - (\phi_{i-1} + 2\pi/M) \\ &= \phi_i - \phi_{i-1} \end{aligned} \quad (20)$$

となり、推定位相の不確定性を取り除いた状態で、正確に周波数オフセット補償を行なうことができる。

【0016】(3) $\pi/4$ シフトQPSK方式における二重差動符号化方式

*

$$\theta_{i-1} = \phi_i - \phi_{i-1}$$

を行なうことにより送信データ系列を正しく検出することができる。

【0019】

【実施例】図2および図3に、本発明の構成ブロック図を示す。図2は、周波数オフセットによる位相回転量を推定するときに生じる位相の不確定性を除去するための二重差動符号化方式の構成ブロック図を表しており、図2において、1の情報位相データ系列 $\theta = \{\theta_0, \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_i\}$ は2の1次差動符号化器に入力され、(8)式、あるいは(20)式で与えられる差動符号化信号21として出力される。さらに、この差動符号化信号21は3の2次差動符号化器に入力され、(9)および(10)式、あるいは(22)式で与えられる二重差動符号化が施された情報信号31として送信される。

【0020】次に、図3に周波数オフセットによる位相回転を補償する周波数オフセット補償機能付き遅延検波-差動復号方式の構成ブロック図を示す。図3において、受信信号41の中間帯域(IF)フィルタ4の出力信号43は、13の1シンボル遅延素子の出力である1シンボル前の信号44と乗積された後、乗積信号51として5の低域通過フィルタに入力される。この低域通過フィルタにより、乗積信号51は高調波成分が取り除かれ、ベースバンド信号だけが出力される。次に、1シンボルあたりNs回サンプリングを行なう6のA/D変換器に低域通過フィルタの出力信号52を入力した後、その出力61は7のクロック再生器に入力され、最適サンプリング値を検出す

*上記(2)で示した方式は、通常の位相変調(MPSK)方式に対する二重差動符号化方式であるが、変調方式が $\pi/4$ シフトQPSK方式の場合についても、以下のように二重差動符号化を施すことにより、上記(1)の周波数オフセット補償方式の位相回転量の推定値に含まれる位相不確定性を取り除くことができる。

【0017】まず、図1のように2値情報データ系列をシリアル-パラレル変換することにより、1シンボルに2ビットを割り当てた後、図に対応する情報位相0、
10 π 、 $\pm\pi/2$ を各シンボルにマッピングする。次に、情報位相データ系列 θ_i に対し、1次差動符号化

$$\phi_i = \phi_{i-1} + \theta_i \quad (21)$$

を施した後、(21)式で与えられる差動位相 ϕ_i を次式に代入することにより、二重差動符号化を施した $\pi/4$ シフトQPSK信号を生成することができる。

$$I_i = 1/\sqrt{2} \cdot \{(I_{i-1} - Q_{i-1})\cos\phi_i\}$$

$$- (I_{i-1} + Q_{i-1})\sin\phi_i\}$$

$$Q_i = 1/\sqrt{2} \cdot \{(I_{i-1} + Q_{i-1})\cos\phi_i\}$$

$$+ (I_{i-1} - Q_{i-1})\sin\phi_i\} \quad (22)$$

【0018】以上のように二重差動符号化を施した変調信号を送信し、前記(1)の周波数オフセット補償方式を用いて位相回転を補償した後、(20)式に示す操作の逆操作である差動復号

$$(23)$$

る。この、最適サンプリングポイントで検波された信号72は、8の位相補償回路に入力され、(1)式で示されるM通倍走操作、並びに(3)式で示されるNシンボルに渡る加算操作が施された後、周波数オフセットによる位相回転量を(4)式として推定することができる。ここで、周波数オフセットによる位相回転を推定するためにNシンボル用いるため、情報を含む乗積信号71は9の遅延回路によりNシンボルだけ時間的に遅延させられた後、91として8の位相補償回路出力信号81を乗積され、周波数オフセットによる位相回転が取り除かれた(5)式で与えられる乗積信号101として10の判定器に入力、判定される。さらに、判定器出力102は差動符号化が施された情報位相信号として11の差動復号器に入力され、(1)式で示される演算を施された後、差動復号化されたパラレル情報データ系列111として出力される。最後に、40 差動復号器出力111は12のパラレルシリアル変換器に入力され、シリアル情報データ系列121として復号される。

【0021】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によりデジタル位相変調方式の復調方式である遅延検波方式において、誤り率劣化の最大の要因となる周波数オフセットを容易に補償することができる。さらに、通倍操作において問題となる推定位相回転量の不確定性を、情報位相信号に対して二重差動符号化を施すことにより、複雑な回路を付加することなく容易に取り除くことができる。

7

8

【図面の簡単な説明】

【図1】位相情報の各シンボルへのマッピングを示す。

【図2】二重差動符号化方式のブロック図を示す。

【図3】周波数オフセット補償機能付遅延検波ー差動復号方式のブロック図を示す。

【符号の説明】

- 1 データ系列
- 2 1次差動符号化器
- 3 2次差動符号化器

4 帯域通過フィルタ

5 低域通過フィルタ

6 A/D変換器

7 クロック再生器

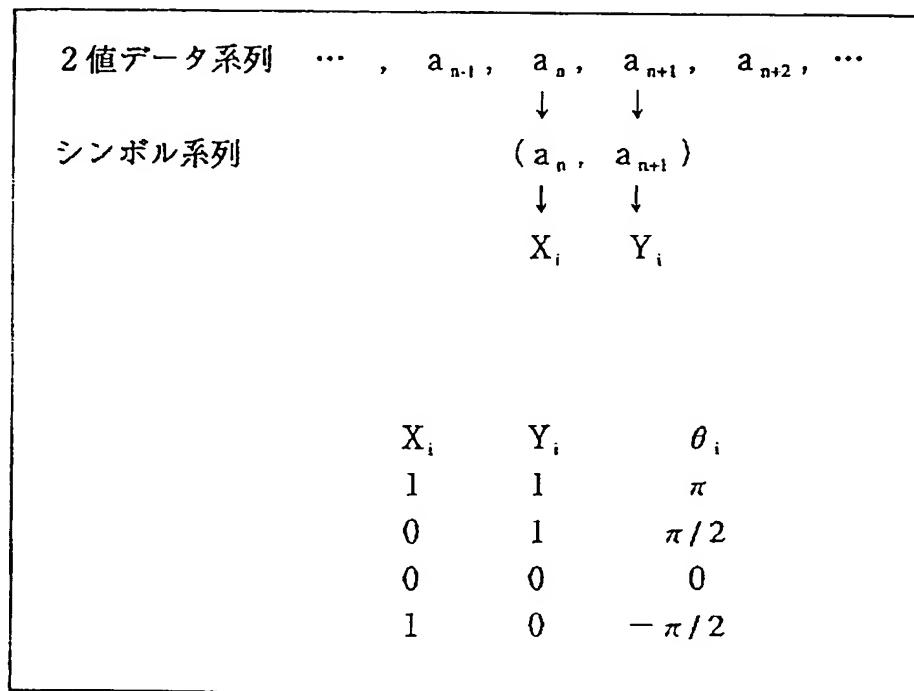
8 位相補償回路

9 遅延器

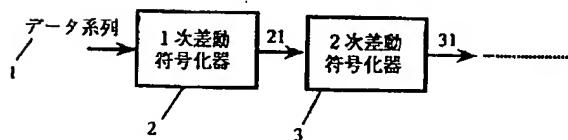
10 判定器

12 並列／直列変換器

【図1】



【図2】



【図3】

